

衬底材料对微带线间串扰耦合的影响研究

白雪 徐雷钧

(江苏大学电气信息工程学院 镇江 212013)

摘要: 随着系统频率的提高, 衬底材料特性已成为影响信号走线之间串扰的一个不可忽略的因素。该文基于传输线方程和频域 S 参数对两平行微带线间串扰耦合进行理论分析, 并结合全波 3 维电磁场仿真工具对具有不同介电常数和不同厚度的衬底材料进行了仿真和分析, 得到了微带线在不同衬底下的电场分布, 以及近端和远端串扰随频率、衬底介电常数和厚度变化的曲线。随着频率的增大, 远端串扰将大于近端串扰, 并且随着衬底介电常数和厚度的增加, 微带线间的串扰呈现正弦上升的变化趋势。

关键词: 微带线; 串扰; 衬底; 介电常数

中图分类号: TN817

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2010)11-2768-04

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2010.00428

Research on the Effects of Substrates on the Crosstalk in Microstrips

Bai Xue Xu Lei-jun

(School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China)

Abstract: With the increasing of system frequency, the characteristics of microstrip substrates are non-ignorable factor for affecting the crosstalk between transmission lines. This paper analyzes the crosstalk between two parallel microstrip lines based on the transmission line equations and S parameters, simulates the crosstalk with different permittivity and thickness of the substrate with 3D full-wave electromagnetic tool. The electric field distributions of microstrips with different substrates and the results of near-end and far-end crosstalks with the changing of frequency, substrate permittivity and thickness are obtained. The far-end crosstalk will be greater than the near-end crosstalk with the frequency increasing, and moreover, with the increasing of substrate permittivity and thickness, the crosstalks of microstrips will present a sine upward trend.

Key words: Microstrip; Crosstalk; Substrate; Permittivity

1 引言

导体间的电磁耦合在实际的电子系统和电路中是一种常见的现象, 在多数情况下, 这样的耦合并非设计者所期望的, 此时该现象即被称为串扰^[1]。近年来, 随着系统时钟频率和电路集成度的不断提高, 印刷电路板(PCB)上信号线间的串扰问题已成为影响数字系统性能的一个重要因素。

目前关于传输线间串扰的研究方法很多, 文献[2-4]通过对终端阻抗的分析和匹配来消除传输线的串扰, 文献[5-8]通过改进的分析方法和模型对串扰进行预测和评估, 文献[9,10]引入接地保护线来改善串扰。大多数方法都是从改进模型或者耦合补偿的角度来分析和消除串扰, 并且主要基于时域的分析方法进行研究。而随着频率的提高, 衬底材料特性对串扰的影响已不可忽略, 特别是在高频情况下,

信号波长已经可以和走线的长度相比拟, 衬底材料的微小变化就能对微带线上信号的传播造成影响, 当前对于该方面的研究尚未见有深入系统的报道。本文基于频域 S 参数的方法对两平行微带线间串扰耦合进行理论分析, 并结合全波电磁场仿真的方法研究衬底和频率的变化对微带线近端及远端串扰的影响, 找出串扰耦合随衬底特性参数变化的一般规律。

2 串扰耦合理论

随着频率的提高, 信号的波长已经可以和 PCB 上传输线的长度相比拟, 因此传输线的分布效应已不能忽略, 对传输线进行分析时应使用分布参数。图 1 所示的是终端带有负载的两条平行微带线。

根据多导体传输线(MTL)理论, 描述传输线的基本参数由电感矩阵 $[L]$ 、电容矩阵 $[C]$ 、电阻矩阵 $[R]$ 和电导矩阵 $[G]$ 组成。对于图 1 中给出的两平行微带线, 传输线方程为

2010-04-26 收到, 2010-07-16 改回

江苏省高校自然科学研究项目(10KJB510002)资助课题

通信作者: 徐雷钧 xlking@ujs.edu.cn

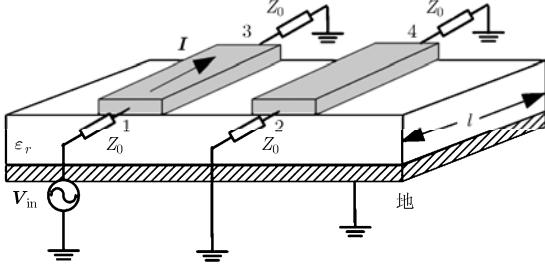


图 1 两平行微带线 3D 结构

$$\partial \mathbf{V}(x)/\partial x = -[\mathbf{Z}]\mathbf{I}(x), \quad \partial \mathbf{I}(x)/\partial x = -[\mathbf{Y}]\mathbf{V}(x) \quad (1)$$

其中 \mathbf{V} 和 \mathbf{I} 是每根线上的电压和电流矢量, x 代表传输线上的位置,

$$[\mathbf{Z}] = [\mathbf{R}] + j\omega[\mathbf{L}] = \begin{bmatrix} R_{11} + j\omega L_{11} & R_{12} + j\omega L_{12} \\ R_{21} + j\omega L_{21} & R_{22} + j\omega L_{22} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$[\mathbf{Y}] = [\mathbf{G}] + j\omega[\mathbf{C}] = \begin{bmatrix} G_{11} + j\omega C_{11} & G_{12} + j\omega C_{12} \\ G_{21} + j\omega C_{21} & G_{22} + j\omega C_{22} \end{bmatrix} \quad (3)$$

对式(1)进一步微分并将式(2)代入可以得到电压的波动方程, 同理也可以得到电流的波动方程, 如下式所示:

$$\partial^2 \mathbf{V}(x)/\partial x^2 = \gamma^2 \mathbf{V}(x), \quad \partial^2 \mathbf{I}(x)/\partial x^2 = \gamma^2 \mathbf{I}(x) \quad (4)$$

其中传播常数 γ 由矩阵 $[\mathbf{Z}][\mathbf{Y}]$ 或 $[\mathbf{Y}][\mathbf{Z}]$ 经对角化后得到。为了便于分析, 假设图 1 中的平行微带线是均匀对称的, 使用奇偶模的分析方法可以分别得到奇偶模传播常数和奇偶模特性阻抗:

$$\gamma_{ev} = j\omega \sqrt{(L_{11} + L_{12})(C_{11} + C_{12})} \quad (5)$$

$$\gamma_{odd} = j\omega \sqrt{(L_{11} - L_{12})(C_{11} - C_{12})} \quad (6)$$

$$Z_{ev} = \sqrt{(L_{11} + L_{12})/(C_{11} + C_{12})} \quad (7)$$

$$Z_{odd} = \sqrt{(L_{11} - L_{12})/(C_{11} - C_{12})} \quad (8)$$

如图 1 所示, 为了分析串扰, 在两平行微带线的端口 1 处加上一个电压激励 V_{in} , 其余各端口均接负载阻抗 Z_0 , 在两平行线间距并非很小的情况下, 此时另一根导线上所产生的串扰可以用 S 参数表示为^[11]

$$S_{21} = \frac{V_2(0)}{V_1(0)} \approx \frac{\Delta Z}{2Z_0} \left\{ 1 - e^{-2\gamma_0 l} \left[\cos(2\Delta k l) + \frac{\Delta Z}{Z_0} \sin(2\Delta k l) \right] \right\} \quad (9)$$

$$S_{41} = \frac{V_2(l)}{V_1(0)} \approx -j e^{-\gamma_0 l} \sin(\Delta k l) \quad (10)$$

以上两式分别表示两平行微带线的近端串扰和远端串扰, 其中

$$\gamma_0 = j\omega \sqrt{L_{11} C_{11}}, \quad Z_0 = \sqrt{L_{11}/C_{11}} \quad (11)$$

$$\Delta k = \frac{(\gamma_{ev} - \gamma_{odd})}{2j} \approx \frac{\omega}{2Z_0} (L_{12} + C_{12} Z_0^2) \quad (12)$$

$$\Delta Z = \frac{(Z_{ev} - Z_{odd})}{2} \approx \frac{j\omega}{2\gamma_0} (L_{12} - C_{12} Z_0^2) \quad (13)$$

值得注意的是, 在非均匀介质中, 传输线的电容和电感均和频率、衬底的介电常数有关, 为了简化计算上的复杂度, 通常微带线被认为工作在准 TEM 模式, 它们在一定的低频范围内被认为和频率无关, 但是随着频率的提高和介质材料的变化, 传统的经验公式已不再准确, 要想准确地提取电容和电感参数, 必须借助于电磁场分析工具进行 3 维全波数值仿真。

3 串扰仿真及分析

使用全波 3 维电磁场仿真软件 HFSS 可以准确地得到微带传输线电磁场的分布, 从而能够较为准确地提取电容和电感参数, 并对串扰进行较好的预计和评估。用于仿真的微带线宽度 $w=0.2$ mm, 厚度 $b=0.035$ mm, 导线间距 $s=0.6$ mm, 导线长度 $l=5$ cm, 信号源阻抗和其余各终端负载 Z_0 均为 50Ω , 首先选用的 PCB 材料为 FR4($\epsilon_r=4.4$), 衬底厚度 $h=1$ mm。频率范围为 100 MHz~10 GHz, 仿真结果如图 2 和图 3 所示。

从图 3 中可以看出, 曲线呈现周期震荡变化, 主要原因是在高频时, 信号的波长已经和导体的长度可比拟, 因此在不同的频率点上微带线的近端和远端会产生电压的峰值和谷值, 从式(9), 式(10)中也能看出其应该是呈周期性并按指数规律变化。随着频率的增大, S_{21} 和 S_{41} 的总趋势也在变大, 在频率小于 1 GHz 时, 两者相差不大, 但是在频率较高时, S_{41} 明显增长的比 S_{21} 快, 说明高频下远端串扰比近端串扰更严重。

为了研究不同衬底材料对平行微带线串扰的影响, 特别是在高频情况下, 衬底介质的属性对信号传播模式及衰减具有不可忽略的作用, 因此改变衬底材料的介电常数, 在 $\epsilon_r=2-7.6$ 时, 进一步对近端和远端串扰进行仿真, 得到的结果如图 4 和图 5 所示。

随着衬底介电常数的增加, 在频率小于 1 GHz 时, 近端串扰呈缓慢增加的趋势, 但是当频率增加到 5 GHz 时, 近端串扰的变化幅度较大, 并且呈现正弦变化的趋势, 说明在高频情况下, 串扰对衬底材料的介质变化较为敏感。一个有趣的现象是, 当频率小于 1 GHz 时, 随着介电常数的增加, 远端串扰的变化趋势与近端串扰正好相反, 呈现缓慢下降的趋势, 并且波动没有那么明显。而在 5 GHz 时, 远端串扰增加的速度比近端串扰快, 并且高频时串扰的变化明显比低频时的变化剧烈。主要原因是在

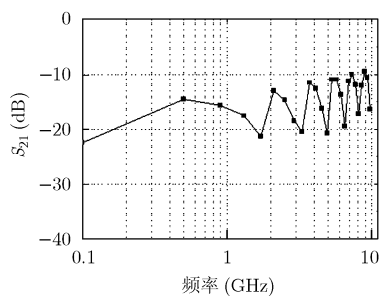
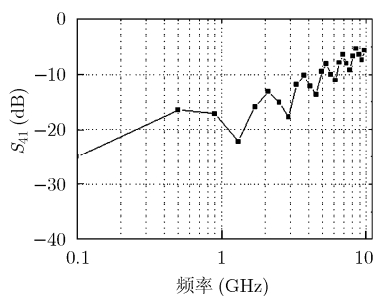
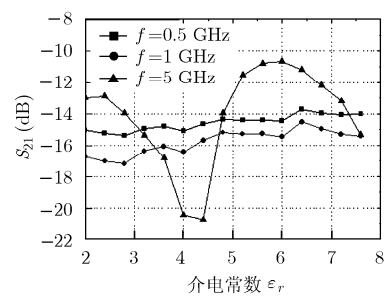
图2 S_{21} 幅值随频率变化曲线(近端串扰)图3 S_{11} 幅值随频率变化曲线(远端串扰)

图4 近端串扰随衬底介电常数变化曲线

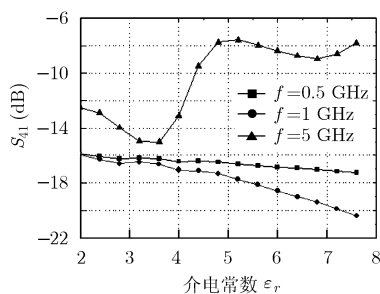


图5 远端串扰随衬底介电常数变化曲线

低频时电磁波的传播模式为慢波模式,此时电力线并未进入到衬底,衬底材料的变化对电磁场传播影响较小,而随着频率的增加,电磁波的传播模式将会逐渐过渡到介质准 TEM 模式,此时电力线渗透进入衬底,因此材料的介电常数变化会显著影响电磁场的传播。图6给出了在5 GHz下,衬底介电常数分别为4.4和6时的微带线的电场分布。

从不同衬底介电常数的微带线电场分布中可以看出,介电常数为6时的近端和远端电场强度明显要比介电常数为4.4时的大,因此在频率为5 GHz时,串扰更为严重。远端电场强度比近端电场强度略大,说明远端的串扰比近端的串扰略为严重。从

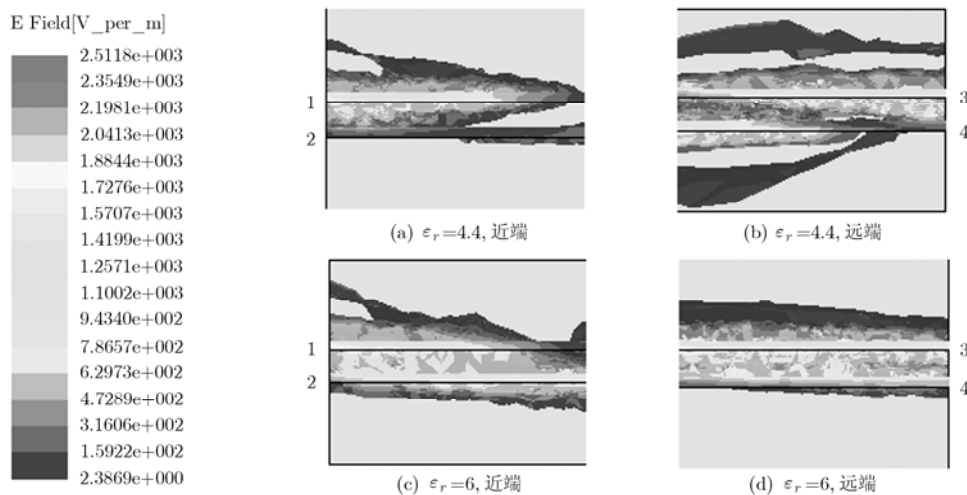
仿真的结果可知,在高频的情况下,电场强度随介电常数呈周期性的变化,频率越高,这种周期性的变化越为明显,所以在高频情况下,串扰的大小并非完全随介电常数而递增,但是总的趋势是增加的。

进一步改变衬底的厚度 h 分别为 0.7 mm, 1 mm, 1.5 mm 和 2 mm, PCB 板为 FR4 ($\epsilon_r=4.4$), 其他参数都不变,经 HFSS 仿真后得到的近端串扰和远端串扰曲线如图7和图8所示。

从仿真结果可以看出,随着衬底厚度的增加,串扰也会随之有所增加,在低频时近端串扰和远端串扰增加得较为明显,而在高频时,近端串扰和远端串扰随衬底厚度的变化不明显,总的来说,在高频时远端串扰比近端串扰增加的快。因此对于平行微带线而言,使用衬底较薄的材料应具有更好的抑制串扰性能。

4 结论

在系统工作频率不断上升的状况下,传统的解析法或等效电路法已不能准确的分析 PCB 上信号串扰情况,为了更好的研究从低频到高频整个频带范围内的串扰变化情况,本文基于频域 S 参数理论,使用全波电磁场数值法对平行微带线间的串扰进行

图6 不同衬底微带线的近端和远端电场分布图($f=5$ GHz)

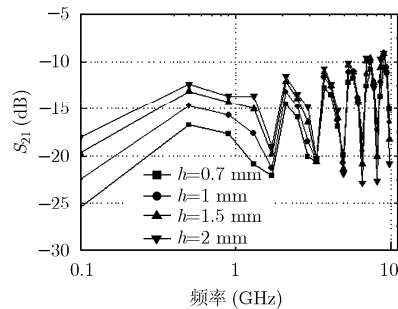


图 7 不同衬底厚度下的近端串扰随频率变化曲线

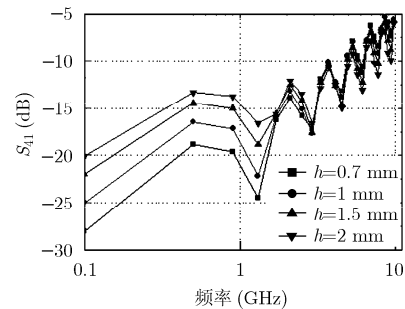


图 8 不同衬底厚度下的远端串扰随频率变化曲线

了仿真和分析, 研究了不同介电常数和不同厚度的衬底对串扰的影响, 得到了一系列具有实际意义的结果, 在频率低于 1 GHz 时, 衬底介电常数的增加对串扰的影响并不显著, 但是在频率高于 2 GHz 的情况下, 衬底材料对线间的串扰具有不可忽略的影响。

参考文献

- [1] Ciamulski T and Gwarek W K. Coupling compensation concept applied to crosstalk cancelling in multiconductor transmission lines [J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2008, 50(2): 437-441.
- [2] Broyde F and Clavelier E. A new method for the reduction of crosstalk and echo in multiconductor interconnections [J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2005, 52(2): 405-416.
- [3] Ciamulski T and Gwarek W K. On eliminating crosstalk within multiconductor transmission lines [J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2004, 14(6): 298-300.
- [4] Ding Wei-qiang, Tang Dong-hua, and Liu Yan, *et al.* Compact and low crosstalk waveguide crossing using impedance matched metamaterial [J]. *Applied Physics Letters*, 2010, 96(11): 1-3.
- [5] 朱樟明, 钱利波, 杨银堂. 一种基于纳米级 cmos 工艺的互连线串扰 rlc 解析模型 [J]. *物理学报*, 2009, 58(4): 2631-2636.
Zhu Zhang-ming, Qian Li-bo, and Yang Yin-tang. A novel interconnect crosstalk RLC analytic model based on the nanometer CMOS technology [J]. *Acta Physica Sinica*, 2009, 58(4): 2631-2636.
- [6] 李鑫, Wang Janet M, 张瑛, 等. 工艺随机扰动下非均匀 RLC 互连线串扰的谱域方法分析 [J]. *电子学报*, 2009, 37(2): 398-403.
Li Xin, Wang Janet M, and Zang Ying, *et al.* Spectral method for analysis of crosstalk of non-uniform RLC interconnects in the presence of process variations [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2009, 37(2): 398-403.
- [7] 董刚, 李跃进, 杨银堂. 两相邻耦合 rlc 互连的串扰估计 [J]. *电路与系统学报*, 2006, 11(2): 150-152.
Dong Gang, Li Yue-jin, and Yang Yin-tang. Estimation of crosstalk between two adjacent coupling RLC interconnects [J]. *Journal of Circuits and Systems*, 2006, 11(2): 150-152.
- [8] Song E, Cho J, and Kim J, *et al.* Modeling and design optimization of a wideband passive equalizer on PCB based on near-end crosstalk and reflections for high-speed serial data transmission [J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2010, 52(2): 410-420.
- [9] 黎淑兰, 刘元安, 唐碧华. 降低有损耦合微带线间串扰的方法分析 [J]. *电波科学学报*, 2006, 21(4): 503-507.
Li Shu-lan, Liu Yuan-an, and Tang Bi-hua. Analysis of approach for reducing crosstalk between lossy coupled microstrip lines [J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2006, 21(4): 503-507.
- [10] Yang Yi, Liu Yi-fang, and Zhou Ya-ping, *et al.* Minimizing crosstalk in high-speed differential buses by optimizing power/ground and signal assignment [C]. *IEEE 18th Conference on Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems*, Portland, OR, USA, Oct. 19-21, 2009: 255-258.
- [11] Hill D A, Cavcey K H, and Johnk R T. Crosstalk between microstrip transmission lines [J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 1994, 36(4): 314-321.

白雪: 女, 1975 年生, 博士生, 研究方向为电磁兼容、信号与数据处理。

徐雷钧: 男, 1976 年生, 副教授, 研究方向为射频与微波/毫米波集成电路设计、无源器件的建模、电磁兼容等。